



IPW

H-1138

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicants: H. MATSUI, et al

Serial No.: 10/816,817

Filing Date: April 5, 2004

For: COMMUNICATION SEMICONDUCTOR INTEGRATED CIRCUIT DEVICE  
AND WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

Art Unit: 2618

Examiner: L. N. Le

**LETTER CLAIMING RIGHT OF PRIORITY**

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

July 10, 2006

Sir:

Under the provisions of 35 USC 119 and 37 CFR 1.55, applicants hereby claim  
the right of priority based on:

**Japanese Application No. 2003-133875**  
**Filed: May 13, 2003**

A Certified copy of said application document is attached hereto.

Respectfully submitted,

\_\_\_\_\_  
Carl I. Brundidge  
Registration No. 29,621  
MATTINGLY, STANGER, MALUR & BRUNDIDGE, P.C.

CIB/jdc  
Enclosures  
703/684-1120

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日            2 0 0 3 年   5 月 1 3 日  
Date of Application:

出 願 番 号            特 願 2 0 0 3 - 1 3 3 8 7 5  
Application Number:  
[ST. 10/C]:            [ J P 2 0 0 3 - 1 3 3 8 7 5 ]

出 願 人            株式会社ルネサステクノロジ  
Applicant(s):

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

2 0 0 4 年   4 月   9 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号   出証特 2 0 0 4 - 3 0 2 9 4 8 4

【書類名】 特許願

【整理番号】 H03002421

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03F 3/21  
H04B 7/26

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目 4 番 1 号 株式会社ルネサ  
ステクノロジ内

【氏名】 松井 浩明

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目 4 番 1 号 株式会社ルネサ  
ステクノロジ内

【氏名】 堀 和明

【特許出願人】

【識別番号】 503121103

【氏名又は名称】 株式会社ルネサステクノロジ

【代理人】

【識別番号】 100085811

【弁理士】

【氏名又は名称】 大日方 富雄

【電話番号】 03-3269-1430

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 027177

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 通信用半導体集積回路および無線通信システム

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 基本波に対し同相成分の I 信号および直交成分の Q 信号を増幅する利得可変増幅回路と、増幅された I 信号および Q 信号と局部発振信号とを合成して変調および周波数変換を行なう信号合成回路とを備え、2 以上の変調方式による送信が可能な通信用半導体集積回路であって、前記利得可変増幅回路と前記信号合成回路との間に、2 次以上のロウパスフィルタが設けられていることを特徴とする通信用半導体集積回路。

【請求項 2】 前記信号合成回路の後段に、第 2 の利得可変増幅回路が設けられていることを特徴とする請求項 1 に記載の通信用半導体集積回路。

【請求項 3】 前記信号合成回路の後段に、第 2 の利得可変増幅回路とリミッタ機能を有する増幅回路が設けられ、位相成分と振幅成分にそれぞれ情報を持つ変調後の送信信号は前記第 2 の利得可変増幅回路で増幅され、位相成分に情報を持ち振幅成分に情報を持たない変調後の送信信号は前記リミッタ機能を有する増幅回路で増幅されるようにされていることを特徴とする請求項 1 に記載の通信用半導体集積回路。

【請求項 4】 前記信号合成回路の後段に、固定利得の増幅回路が設けられていることを特徴とする請求項 1 に記載の通信用半導体集積回路。

【請求項 5】 前記ロウパスフィルタは、複数の容量素子と該複数の容量素子のいずれかと直列に接続されたスイッチ素子とを備え、該スイッチ素子のオン、オフによりロウパスフィルタのカットオフ周波数が切替え可能にされていることを特徴とする請求項 1 ～ 4 のいずれかに記載の通信用半導体集積回路。

【請求項 6】 I 信号および Q 信号を増幅する利得可変増幅回路と、増幅された I 信号および Q 信号と局部発振信号とを合成して変調および周波数変換を行なう信号合成回路とを備え、2 以上の変調方式による送信が可能な通信用半導体集積回路であって、前記利得可変増幅回路と前記信号合成回路との間にロウパスフィルタが設けられ、前記信号合成回路の後段に、第 2 の利得可変増幅回路が設けられていることを特徴とする通信用半導体集積回路。

【請求項 7】 前記信号合成回路の後段に、第 2 の利得可変増幅回路とリミッタ機能を有する増幅回路が設けられ、位相成分と振幅成分にそれぞれ情報を持つ変調後の送信信号は前記第 2 の利得可変増幅回路で増幅され、位相成分に情報を持ち振幅成分に情報を持たない変調後の送信信号は前記リミッタ機能を有する増幅回路で増幅されるように構成されていることを特徴とする請求項 6 に記載の通信用半導体集積回路。

【請求項 8】 請求項 1 ～ 7 のいずれかに記載の通信用半導体集積回路と、該通信用半導体集積回路へ供給される前記 I 信号および Q 信号を生成する信号処理用半導体集積回路と、前記通信用半導体集積回路より出力された信号を電力増幅する電力増幅回路とを有し、前記利得可変増幅回路の利得を制御する信号が前記信号処理用半導体集積回路から前記通信用半導体集積回路に供給されるように構成されていることを特徴とする無線通信システム。

【請求項 9】 請求項 2, 3, 6 または 7 のいずれかに記載の通信用半導体集積回路と、該通信用半導体集積回路へ供給される前記 I 信号および Q 信号を生成する信号処理用半導体集積回路と、前記通信用半導体集積回路より出力された信号を電力増幅する電力増幅回路とを有し、前記利得可変増幅回路の利得を制御する信号および前記第 2 の利得可変増幅回路の利得を制御する信号が前記信号処理用半導体集積回路から前記通信用半導体集積回路に供給されるように構成されていることを特徴とする無線通信システム。

【請求項 10】 前記電力増幅回路は利得が可変であり、該電力増幅回路の利得を制御する信号が前記信号処理用半導体集積回路から前記電力増幅回路に供給されるように構成されていることを特徴とする請求項 8 または 9 に記載の無線通信システム。

【請求項 11】 前記信号処理用半導体集積回路と前記電力増幅回路との間にバンドパスフィルタが設けられていることを特徴とする請求項 8 ～ 10 のいずれかに記載の無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、無線通信システムを構成する通信用半導体集積回路における送信回路さらには位相変調と振幅変調を行なう変調方式の送信回路に適用して有効な技術に関し、特に I 信号および Q 信号で所定の周波数の発振信号（搬送波）に変調を行なう変調器で直接送信周波数に変換するダイレクトアップコンバージョン方式の送信回路に利用して有効な技術に関する。

#### 【0002】

##### 【従来の技術】

従来提案されている携帯電話機には、例えば 900MHz 帯の GSM (Global System for Mobile Communication) と 1800MHz 帯の DCS (Digital Cellular System) のような 2 つの周波数帯の信号を扱えるデュアルバンド方式の携帯電話機がある。さらに、近年においては、GSM や DCS の他に例えば 1900MHz 帯の PCS (Personal Communication System) の信号を扱えるトリプルバンド方式の携帯電話機に対する要求がある。このような複数のバンドに対応できる携帯電話機に使用される高周波 IC には、部品点数の低減という観点から VCO の共有化が有効である。

#### 【0003】

ところで、従来の GSM や DCS, PCS は、もっぱら搬送波の位相を送信データに応じてシフトする GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) と呼ばれる位相変調方式を採用しており、このような GMSK 変調にのみ対応しトリプルバンドの信号の送信を行なえるようにしたワンチップの高周波 IC として、オフセット PLL と呼ばれる方式のものが実用化されている。

#### 【0004】

オフセット PLL 方式の送信回路は、I 信号および Q 信号を中間周波数 ( $f_{IF}$ ) の発振信号で変調した後、搬送波よりも高い周波数 ( $f_{RF}$ ) の発振信号と送信用発振回路 (TXVCO) から出力される送信用発振信号 ( $f_{TX}$ ) とをオフセットミキサと呼ばれる混合器に供給して 2 つの信号の周波数の差 ( $f_{RF} - f_{TX}$ ) に相当する信号を出力させ、この差信号の周波数と変調信号の周波数とが一致するように TXVCO の発振動作をフィードバック制御するものである。この方式は、ミキサに供給される RF 信号の分周比を変えることにより 1 つの RFVCO で

9 0 0 M H z 帯の送信信号と 1 8 0 0 M H z 帯の送信信号に対応できるので、部品点数の削減の点では優れている。

#### 【 0 0 0 5 】

ところで、近年の携帯電話機においては、音声信号の通信を G M S K 変調で行ない、データ通信を  $3 \pi / 8$  rotating 8 - P S K (Phase Shift Keying) 変調で行なう E D G E (Enhanced Data Rates for GSM Evolution) 方式が提案されている。この 8 - P S K 変調は、G M S K 変調における搬送波の位相シフトにさらに振幅シフトを加えたような変調であり、1 シンボル当たり 1 ビットの情報を送る G M S K 変調に対し、8 - P S K 変調では 1 シンボル当たり 3 ビットの情報を送ることができる。そのため、E D G E 方式は、G S M 方式に比べて高い伝送レートによる通信を行なうことができる。

#### 【 0 0 0 6 】

しかし、前記オフセット P L L 方式の送信回路は、T X V C O の制御端子にフィードバック信号を供給しても変化するのは発振周波数であって、発振振幅は一定である。そのため、オフセット P L L 方式は、位相変調 (G M S K 変調) のみ行なう G S M 対応の送信回路には好適な方式ではあるが、振幅変調を伴う E D G E 対応の送信回路には適用することができない。

#### 【 0 0 0 7 】

一方、送信信号の位相成分と振幅成分にそれぞれ情報を持たせる変調方式の実現方法として、送信したい信号を位相成分を含む信号と振幅成分を含む信号に分離した後、位相制御ループと振幅制御ループでそれぞれフィードバックをかけて制御した後、アンプで合成して出力するポーラーループと呼ばれる方式が知られている。しかしながら、ポーラーループ方式の送信回路は、位相ループと振幅ループの 2 つの制御ループを備えるため、制御系が複雑であり高周波 I C チップの小型化および低コスト化が困難であるという課題がある。

#### 【 0 0 0 8 】

他の実現方法としては、I 信号および Q 信号を一旦中間周波数 (I F) の信号で変調した後、送信周波数へ変換する 2 ステップアップコンバージョン方式や、I 信号および Q 信号を直接送信周波数の信号で変調するダイレクトアップコンバ

ージョン方式がある。かかる方式の発明としては、例えば特許文献1や特許文献2に開示されているものがある。

#### 【0009】

##### 【特許文献1】

特開2000-013246号公報

##### 【特許文献2】

特開2002-094331号公報

#### 【0010】

##### 【発明が解決しようとする課題】

特許文献1に記載の発明は、周波数変換手段の前段と後段にそれぞれ利得を制御できる利得可変増幅手段を設けて、変調方式に応じて両方または一方の利得を制御するようにしたものである。特許文献2に記載の発明は、周波数変換器（ミキサ）の後段に利得可変アンプを設けてGSMモードとEDGEモードに応じて利得を制御するようにしたものである。

上記2つの文献には、変調器と周波数変換器および利得可変アンプを同一の半導体チップ上に形成することについては一切記載されていない。つまり、いずれの発明も変調器と周波数変換器と利得可変アンプが別個の半導体チップ上に形成されることを想定してなされたもののようである。

#### 【0011】

しかし、周波数変換器や利得可変アンプを変調器と同一の半導体チップ上に形成しようとした場合には、それぞれの回路の間隔が非常に狭くなるため、回路間の信号の干渉やアンプの利得制御等で生じる不要波（スプリアス）、発振器（VCO）からの飛込みノイズ、利得可変アンプや変調器、周波数変換器で発生する高調波成分等についてもより一層の注意を払わなくてはならない。また、受信系回路も送信系回路と同一チップ上に形成する場合には、送信用搬送波から20MHz離れた受信帯へ漏洩するノイズについても注意を払わなくてはならない。

#### 【0012】

例えば、利得可変アンプにあっては、線形特性が良好でないと、信号の干渉で生じた不要波により振幅成分に歪みが生じるとその歪みが位相成分の歪みに変換



されるため、変調器における変調精度を低下させたり、送信信号の歪みを大きくするという不具合があるが、前記特許文献1および2に記載の発明においては、かかる問題については何ら検討がなされていない。また、特許文献1および2に記載の発明はいずれも、変調器と周波数変換器が別個の回路として構成されているため、仮に1つの半導体チップ上に形成されたとしてもチップサイズが大きくなるという課題がある。

#### 【0013】

この発明の目的は、2以上の変調モードによる送信が可能でかつ歪みの少ない送信信号を出力することが可能な通信用半導体集積回路を提供することにある。

この発明の他の目的は、2以上の変調モードによる送信が可能でかつ小型化が可能な通信用半導体集積回路を提供することにある。

この発明のさらに他の目的は、2以上の変調モードによる送信が可能でかつ受信帯や隣接チャネルへの漏れ電力が小さい通信用半導体集積回路を提供することにある。

この発明の前記ならびにそのほかの目的と新規な特徴については、本明細書の記述および添付図面から明らかになるであろう。

#### 【0014】

##### 【課題を解決するための手段】

本願において開示される発明のうち代表的なものの概要を説明すれば、下記のとおりである。

すなわち、基本波に対し同相成分のI信号および直交成分のQ信号を増幅する利得可変増幅回路と、増幅されたI信号およびQ信号と局部発振信号とを合成して変調および周波数変換を行なう信号合成回路としてのミキサ回路とを備え、位相変調のみ行なうGSMモードと位相変調および振幅変調を行なうEDGEモードのような2つの変調モードによる送信が可能な通信用半導体集積回路において、上記利得可変増幅回路とミキサ回路との間に、2次以上のロウパスフィルタを介在させるようにしたものである。

#### 【0015】

上記した手段によれば、回路間の信号の干渉や利得可変増幅回路のゲイン制御

で生じた不要波を減少させることができ、これによって変調精度が高く歪みの少ない送信信号を出力することができるようになる。また、受信帯や隣接チャネルへの漏れ電力を減少させることができる。

#### 【0016】

また、望ましくは、上記ミキサ回路の次段に、リミッタ機能を有する増幅回路と利得可変増幅回路とを設け、GSMモードのような位相変調のみの変調モードでは変調後の信号をリミッタ機能を有する増幅回路で増幅し、EDGEモードのような位相変調と振幅変調を伴う変調モードでは変調後の信号を利得可変増幅回路で増幅して出力させるようにする。

これにより、周波数帯の異なる送信で変調機能および周波数変換機能を有する回路を共用してチップサイズを低減することができ、しかもGSMモードにおいて後段の電力増幅回路において振幅歪みが位相歪みに変換されて、送信信号の精度が低下するのを防止することができる。

#### 【0017】

##### 【発明の実施の形態】

以下、本発明の好適な実施例を図面に基づいて説明する。

図1は、本発明の一実施例によるGSMモードとEDGEモードの2つの変調方式による送信が可能な通信用半導体集積回路（高周波IC）及びそれを用いた無線通信システムの構成例を示すブロック図である。

図1の無線通信システムは、信号電波を送受信するアンテナ100と、送受信を切り替えるスイッチ110と、受信信号から不要波を除去するSAWフィルタなどからなる高周波フィルタ120a～120cと、受信信号を復調したり送信信号を変調したりする高周波IC200と、送信データをI、Q信号に変換したり高周波IC200を制御したりするベースバンド回路（LSI）300と、高周波IC200で変調&周波数変換された送信信号を電力増幅してアンテナへ出力する高周波電力増幅器400などから構成されている。

#### 【0018】

高周波IC200は、1つの半導体チップ上に半導体集積回路として構成される。ベースバンド回路300はマイクロプロセッサなどから構成される。高周波

電力増幅器 400 は、パワーアンプ 411, 412 やそのバイアス回路、インピーダンス整合回路などがセラミック基板などの絶縁基板上に実装されてなるモジュールとして構成される。

#### 【0019】

特に制限されるものでないが、この実施例の高周波 IC 200 は、GSM850 と GSM900 と DCS1800 と PCS1900 の通信方式による信号の変復調が可能に構成されている。また、これに応じて、この実施例の無線通信システムには、GSM系の周波数帯の受信信号を通過させるフィルタ 120a と、DCS1800 の周波数帯の受信信号を通過させるフィルタ 120b と、PCS1900 の周波数帯の受信信号を通過させるフィルタ 120c とが設けられている。

#### 【0020】

本実施例の高周波 IC 200 は、大きく分けると、送信系回路 210 と、受信系回路 220 と、送受信系に共通の回路からなる制御系回路 230 とで構成される。図 1 においては、このうち送信系回路 210 が詳しく示されている。制御系回路 230 には、チップ内部の制御信号を生成する制御回路 231 や局部発振回路 232、分周回路 233、90° 位相をシフトした信号を生成する移相回路 234 などが含まれる。局部発振回路 232 は、送信に必要な 3296～3820 MHz の発振信号と受信に必要な 3476～3980 MHz の発振信号  $\phi_{RF}$  を生成可能な VCO（電圧制御発振回路）により構成され、送受信に共通の回路として設けられている。

#### 【0021】

送信系回路 210 は、ベースバンド回路 300 から供給される I 信号と Q 信号をそれぞれ増幅する利得可変アンプ 211a, 211b からなる第 1 増幅部 211 と、増幅された I 信号および Q 信号から高調波成分を除去するロウパスフィルタ LPF1, LPF2 からなるフィルタ部 212 と、フィルタリングされた I 信号および Q 信号と分周回路 233 および移相回路 234 からの互いに位相が 90° 異なる直交信号とを合成して変調とアップコンバートを同時に行なう直交変調用ミキサからなる変調&周波数変換部 213 と、変調された信号を増幅する第 2

増幅部 214 などから構成される。

#### 【0022】

ローパスフィルタ LPF1, LPF2 は、I 信号と Q 信号が利得可変アンプ 211a, 212b を通過する際に生じた歪み（高調波成分）や帯域外のノイズを除去するために設けられたもので、2 次以上の高次フィルタを用いるのが望ましい。変調&周波数変換部 213 は、GSM と DCS と PCS とでミキサを共用させることも可能であるが、本実施例の高周波 IC200 では、GSM850 と GSM900 用のミキサ MIXa1, MIXa2 と、DCS1800 と PCS1900 用のミキサ MIXb1, MIXb2 とが、別個に設けられている。ミキサを別個に設けることにより、ミキサの回路設計が容易になるとともに、それぞれの周波数帯の信号に適した特性を与えることができ、それによりより精度の高い変調が可能となる。

#### 【0023】

さらに、本実施例の高周波 IC200 では、変調&周波数変換部 213 の後段の第 2 増幅部 214 に、GMSK 変調を伴う GSM モード用のリミッタ機能を有するバッファ BFF1, BFF2 と、8-PSK 変調を伴う EDGE モード用の利得可変アンプ GCA1, GCA2 とが設けられている。このうち、バッファ BFF1 と利得可変アンプ GCA1 は GSM850 および GSM900 用のミキサ MIXa1, MIXa2 に対応して、またバッファ BFF2 と利得可変アンプ GCA2 は DCS1800 および PCS1900 用のミキサ MIXb1, MIXb2 に対応して設けられている。

#### 【0024】

上記ミキサ MIXa1, MIXa2 と MIXb1, MIXb2 のいずれを選択するか、またバッファ BFF1, BFF2 と利得可変アンプ GCA1, GCA2 のいずれを選択するかの指定は、ベースバンド LSI300 からの指令に応じて制御回路 231 から出力される選択モードを示す制御信号 S1 と選択バンドを示す制御信号 S2 とによって行なわれる。特に制限されるものでないが、これらの制御信号 S1, S2 はパワーモジュール 400 へも供給されて、パワーアンプのバイアス点等を設定するのにも使用される。

## 【0025】

また、ベースバンドLSI300から高周波IC200の利得可変アンプ211a, 211bおよびGCA1, GCA2やパワーモジュール400に対しては、ゲインを制御する制御電圧Vc1, Vc2, Vc3が供給される。GSMの規格では、送信信号の出力電力が、図2に示すような所定のタイムマスク内に収まらなければならないことが規定されている。従って、送信開始時には所定の時間内に出力レベルを所定のレベルまで立ち上げ、送信終了時には所定の時間内に出力レベルを所定のレベルまで立ち下げなくてはならない。

## 【0026】

従来の無線通信システムでは、一般に、パワーアンプ411, 412のゲインを制御することでタイムマスク内での出力レベルの立上げ、立下げを行なっていたものを、この実施例の無線通信システムでは、制御電圧Vc1, Vc2で利得可変アンプ211a, 211bとGCA1, GCA2のゲインを制御することでこれを実現するように構成されている。

## 【0027】

制御電圧Vc3は、この実施例では、パワーアンプ411, 412に要求レベルに応じた固定バイアスを与える電圧とされている。ただし、利得可変アンプ211a, 211bとGCA1, GCA2とパワーアンプ411, 412の3つの回路のゲインを制御することで出力レベルの立上げ、立下げを行なうように構成することも可能である。

## 【0028】

なお、図2は、アンテナ端から見た高周波IC200の出力端子のゲインであり、GSMモードでは図2の0dBがアンテナ端の+33dBに対応し、EDGEモードでは0dBがアンテナ端の+27dBに対応する。

## 【0029】

さらに、本実施例の無線通信システムにおいては、高周波IC200とパワーモジュール400との間に、高周波IC200で変調増幅された送信信号から不要波を除去するSAWフィルタなどからなるバンドパスフィルタBPF1, BPF2が設けられている。バンドパスフィルタBPF1はGSM850とGSM9

00の周波数帯の送信信号を通過させ、バンドパスフィルタBPF2はDCS1800とPCS1900の周波数帯の送信信号を通過させる。

#### 【0030】

変調&周波数変換回路213は、合成されるI信号およびQ信号の周波数と高周波発振信号 $\phi$ RFの周波数との差の周波数成分が出力信号の周波数成分の中で最も大きくなるように設計されるが、回路を構成するペア素子の特性がアンバランスであると、変調&周波数変換回路213の出力において搬送波信号の周波数成分が相対的に大きくなる、不要波の抑圧度が劣化するという不具合がある。この実施例では、変調&周波数変換回路213の後段にバンドパスフィルタBPF1、BPF2が設けられていることにより、ペア素子のばらつき等によって変調後の送信信号に含まれてしまう送信帯域外の不要波や高調波成分を抑制することができるという利点がある。

#### 【0031】

なお、本実施例の高周波IC200は、制御回路231にコントロールレジスタCRGが設けられ、このレジスタCRGはベースバンド回路300からの信号に基づいて設定が行なわれるように構成されている。具体的には、ベースバンド回路300から高周波用IC200に対して同期用のクロック信号CLKと、データ信号DATAと、制御信号としてのロードイネーブル信号LEとが供給されており、制御回路231は、ロードイネーブル信号LEが有効レベルにアサートされると、ベースバンド回路300から伝送されてくるデータ信号DATAをクロック信号CLKに同期して順次取り込んで、上記コントロールレジスタCRGにセットする。特に制限されるものでないが、データ信号DATAはシリアルで伝送される。

#### 【0032】

受信系回路220は、図示しないが、GSMとDCSとPCSの3つの周波数帯の受信信号をそれぞれ増幅するロウノイズアンプや、該ロウノイズアンプで増幅された受信信号に分周回路233および移相回路234で生成された直交信号をミキシングすることで復調およびダウンコンバートを行なうミキサ回路と、復調されたI、Q信号をそれぞれ増幅してベースバンド回路300へ出力する高利

得増幅部などから構成される。

#### 【0033】

本実施例の高周波 IC 200 には、前述したように、利得可変アンプ 211a, 211b の後段にロウパスフィルタ 212a, 212b が、また利得可変アンプ GCA1, GCA2 の後段にバンドパスフィルタ BPF1, BPF2 が設けられている。そのため、利得可変アンプ 211a, 211b や GCA1, GCA2 の利得調整で生じるスプリアスを、フィルタで除去することができ、これによって送信信号の歪みを減少させることができる。

#### 【0034】

また、本実施例の高周波 IC 200 には、変調&周波数変換回路 213 の後段にリミッタ機能を有するバッファ BFF1, BFF2 が設けられており、GSM モード (GMSK 変調) では、利得可変アンプ GCA1, GCA2 の代わりにバッファ BFF1, BFF2 が選択される。GSM モードでは振幅変調は行なわれず、変調&周波数変換回路 213 の出力信号は本来振幅が一定であるが、ノイズやスプリアス、高調波が含まれていると、図 3 (A) のように振幅が変動する。

#### 【0035】

しかるに、変調後の信号を、リミッタ機能を有するバッファ BFF1, BFF2 に通すことにより、図 3 (B) のように一定振幅の信号に整形される。後段のパワーアンプ 411, 412 の線形特性が良好でない場合、入力信号の振幅歪みが位相歪みに変換されるという不具合がある。しかるに、本実施例のように、変調後の信号をリミッタ機能を有するバッファ BFF1, BFF2 に通すことにより、図 3 (B) のように一定振幅の信号に整形されるため、振幅成分が位相成分に変換されることがなく、位相精度の高い送信信号を出力させることができる。

#### 【0036】

なお、バッファ BFF1, BFF2 が理想的なリミッタであれば、その出力は図 3 (B) の一部を拡大して示す破線のようにサイン波をリミッタレベルでカットしたような波形なるが、実際には信号の周波数が高いため寄生抵抗や寄生容量などの影響等で波形がなまって実線のように滑らかになる。リミッタ機能を有するバッファは、公知であるので、具体的な回路例の図示は省略するが、例えば出

力ノードと電源電圧端子との間にクランプ用ダイオードを接続した差動増幅回路などで構成することができる。図3(C)は振幅変調を伴うEDGEモードでの送信信号の波形を示した波形図である。

#### 【0037】

図4は、本発明の高周波ICの第2の実施例及びそれを用いた無線通信システムの構成例を示す。

この第2の実施例は、変調&周波数変換部213の後段の第2増幅部214として、第1の実施例におけるリミッタ機能を有するバッファBFF1, BFF2を省略して、利得可変アンプGCA1, GCA2のみ設けたものであり、それ以外の構成は第1の実施例と同様である。この実施例においては、EDGEモードの際はもちろんGSMモードの際にも変調後の信号が利得可変アンプGCA1, GCA2により増幅されて出力される。

#### 【0038】

この第2の実施例は、バッファBFF1, BFF2が不要な分だけ図1の実施例に比べて回路規模が小さくなって、チップサイズを低減することができる。また、第2増幅部214よりも前段にある第1増幅部211やフィルタ部212、変調&周波数変換部213を、図1よりも特性の良い回路すなわち第2増幅部214への入力信号の振幅変動を小さくできる回路によって構成することで、バッファBFF1, BFF2を省略しても、図1の実施例とほぼ同様な歪みの少ない送信信号を出力させることができる。

#### 【0039】

さらに、GSMモードの際にも第2増幅部214で信号を増幅させることができるため、第1の実施例で第1増幅部211に持たせていたゲインを、第2の実施例では第1増幅部211と第2増幅部214にそれぞれ分担させることができるので、第2増幅部214に分担させた分だけ第1増幅部211のゲインを減らすことで、第2増幅部214に入力される信号の振幅変動や歪みを減らすことができる。

#### 【0040】

また、後段のバンドパスフィルタBPF1とBPF2として第1の実施例のB



P F 1 と B P F 2 よりも特性の良いものを使用することによっても、G S Mモードの際にリミッタ機能を有するバッファ B F F 1, B F F 2 を用いなくても比較的歪みの少ない送信信号をパワーモジュール 3 0 0 へ入力させることができる。

#### 【0041】

図 5 は、本発明の高周波 I C の第 3 の実施例及びそれを用いた無線通信システムの構成例を示す。

この第 3 の実施例は、変調&周波数変換部 2 1 3 の後段の第 2 増幅部 2 1 4 として、第 2 の実施例における利得可変アンプ G C A 1, G C A 2 の代わりに固定ゲインのリニアアンプ A M P 1, A M P 2 を設けたものであり、それ以外の構成は第 2 の実施例と同様である。この実施例においては、E D G E モードの際はもちろん G S M モードの際にも、第 1 増幅部 2 1 1 の利得可変アンプ 2 1 1 a, 2 1 1 b のゲイン制御によって送信開始時の出力レベルの立上げが行なわれる。

#### 【0042】

この第 3 の実施例は、第 1 の実施例に比べて利得可変アンプ 2 1 1 a, 2 1 1 b としてよりゲイン可変範囲の広いものが必要であるものの、バッファ B F F 1, B F F 2 が不要な分だけ図 1 の実施例に比べて回路規模が小さくなって、チップサイズを低減することができる。

#### 【0043】

また、第 2 増幅部 2 1 4 の入力信号の方が第 1 増幅部 2 1 1 の入力信号に比べて周波数が高いので、第 2 増幅部の可変利得アンプの方が第 1 増幅部の可変利得アンプよりも消費電流が多くなるが、第 2 増幅部 2 1 4 の可変利得アンプ G C A 1, G C A 2 の代わりにリニアアンプ A M P 1, A M P 2 を用いることにより、第 3 の実施例は、第 1 および第 2 の実施例に比べてチップ全体としての消費電流をかなり低減することができるという利点がある。

#### 【0044】

また、第 2 の実施例と同様に、第 2 増幅部 2 1 4 よりも前段にある第 1 増幅部 2 1 1 やフィルタ部 2 1 2、変調&周波数変換部 2 1 3 を、図 1 よりも特性の良い回路すなわち第 2 増幅部 2 1 4 への入力信号の振幅変動を小さくできる回路に構成することで、リミッタ機能を有するバッファ B F F 1, B F F 2 を省略して

も、図1の実施例とほぼ同様な歪みの少ない送信信号を出力させることができる。

#### 【0045】

さらに、後段のバンドパスフィルタBPF1とBPF2として第1の実施例のものよりも特性の良いものを使用することによっても、GSMモードの際にリミッタ機能を有するバッファBFF1、BFF2を用いなくても比較的歪みの少ない送信信号をパワーモジュール300へ入力させることができる。

#### 【0046】

図6は、本発明の高周波ICの第4の実施例及びそれを用いた無線通信システムの構成例を示す。

この第4の実施例の高周波IC200は、前記GSM850とGSM900とDCS1800とPCS1900の通信方式による信号の変復調に加えて、多重化方式としてスペクトル拡散方式を用い変調方式としてQPSK (Quadrature PSK) を用いるWCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) 方式による変復調が可能に構成したものである。

#### 【0047】

これを可能にするため第4の実施例では、変調&周波数変換部213の後段の第2増幅部214に、第1の実施例におけるバッファBFF1、BFF2および利得可変アンプGCA1、GCA2に加えて、CDMA方式で変調された送信信号を増幅する第3の利得可変アンプGCA3が設けられている。また、この利得可変アンプGCA3の後段には、CDMAの周波数帯(1920~1980MHz)の信号を通過させるバンドパスフィルタBPF3が設けられている。

#### 【0048】

さらに、パワーモジュール400にもCDMA用のパワーアンプ413が設けられている。また、CDMAでは送信と受信が同時に行なわれるため、パワーアンプ413の後段に送信信号と受信信号を分離するデュプレクサ130と、CDMA用の受信系回路140が設けられている。

#### 【0049】

CDMAでは送信と受信が同時に行なわれるので、十分なアイソレーションを

図るため送信系回路と受信系回路は別個の半導体チップ上に形成されるのが一般的である。本実施例のように、CDMA用の送信系回路とGSM、EDGE用の送信系回路を同一チップ上に形成して回路の共有化を図ることにより、チップ数の削減やチップサイズの低減を実現することができる。

#### 【0050】

ただし、第1～第3の実施例では、GSMモードもEDGEモードも帯域幅が200kHzの信号を扱うのに対し、CDMAではそれよりも帯域幅の広い信号を扱う。そのため、この第4実施例では、ロウパスフィルタLPF1、LPF2のカットオフ周波数を、第1～第3の実施例よりも高くする一方、第1増幅部211の利得可変アンプ211a、211bのゲイン制御によって生じるスプリアス（不要波）を抑制してやる必要がある。

#### 【0051】

しかも、利得可変アンプ211a、211bでは、スプリアスのうちでも特に3倍波が大きくなる傾向があるので、この3倍波を抑制してやる必要性から、フィルタの特性としてより急峻なものが必要とされる。そこで、この実施例では、ロウパスフィルタLPF1、LPF2として、2次以上の高次数のフィルタを使用するとともに、フィルタ内の容量値を切り替えることで、GSMモードまたはEDGEモードとCDMAモードとでカットオフ周波数を切り替えることができるように構成した。

#### 【0052】

次に、第4の実施例（図6）におけるロウパスフィルタLPF1、LPF2として好適な回路例を、図7を用いて説明する。

この実施例のフィルタは、バイポーラ・トランジスタTR1およびそのエミッタ端子に接続されたバイアス用電流源CS1からなる増幅段と、入力端子INとトランジスタTR1のベース端子との間に直列に接続された抵抗R1、R2と、トランジスタTR1のベース端子と接地点の間に接続された容量C11と、トランジスタTR1のエミッタ端子とベース端子との間に接続されたフィードバック容量C21とを、基本構成素子とする。

#### 【0053】

そして、これらの基本構成素子の他に、上記容量  $C_{11}$  と並列に設けられた容量  $C_{12}$  およびこれと直列のスイッチ  $SW_1$  と、上記フィードバック容量  $C_{21}$  と並列に設けられた容量  $C_{22}$  およびこれと直列のスイッチ  $SW_2$  とを備える。スイッチ  $SW_1$  と  $SW_2$  は、モード選択信号  $MODE$  によりオン、オフ制御される。具体的には、 $GSM$  モードまたは  $EDGE$  モードの際には上記スイッチ  $SW_1$  および  $SW_2$  はオン状態にされ、 $WCDMA$  モードの際には上記スイッチ  $SW_1$  および  $SW_2$  はオフ状態にされる。

#### 【0054】

この実施例では、上記抵抗  $R_1$ 、 $R_2$  はそれぞれ  $5\text{ k}\Omega$ 、 $5\text{ k}\Omega$  のような抵抗値に、また容量  $C_{11}$ 、 $C_{21}$  はそれぞれ  $8\text{ pF}$ 、 $32\text{ pF}$  のような容量値、容量  $C_{12}$ 、 $C_{22}$  はそれぞれ  $72\text{ pF}$ 、 $288\text{ pF}$  のような容量値になるように設定される。これにより、スイッチ  $SW_1$  および  $SW_2$  がオン状態のときは、図 8 に実線 A で示すような周波数特性を有しそのカットオフ周波数  $f_{c1}$  は、 $200\text{ kHz}$  のような値とされる。一方、スイッチ  $SW_1$  および  $SW_2$  がオフされると、図 8 に一点鎖線 B で示すような周波数特性を有しそのカットオフ周波数  $f_{c2}$  は、 $2\text{ MHz}$  のような値とされる。

#### 【0055】

図 7 のフィルタは、トランジスタ  $TR_1$  を破線のごときオペアンプとみなすと分かるように 2 次のアクティブフィルタ回路であり、その特性を示す図 8 より分かるように、バターワース・フィルタである。この実施例では、トランジスタを有する図 7 のようなアクティブフィルタを用いることにより、フィルタ回路の占有面積を低減し、ひいては高周波 IC 200 のチップサイズを小さくすることができるという利点がある。また、2 次のロウパスフィルタを使用することにより、3 倍波を十分に減衰させることができる。ただし、ロウパスフィルタ  $LPF_1$ 、 $LPF_2$  は、図 7 のような 2 次のバターワース・フィルタに限定されるものでなく、3 次以上のフィルタやチェビシェフ・フィルタなどであっても良い。

#### 【0056】

以上本発明者によってなされた発明を実施例に基づき具体的に説明したが、本発明は上記実施例に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々

変更可能であることはいうまでもない。例えば、実施例の高周波 IC 200 は、送信系回路と受信系回路が同一の半導体チップ上に形成されているが、送信系回路と受信系回路が別個の半導体チップ上に形成されている場合にも適用することができる。また、前記説明では、第 4 の実施例（図 6）において、利得可変アンプ 211a, 211b と変調&周波数変換部 213 との間に 2 次以上のフィルタを設けるとしたが、第 1～第 3 の実施例においても利得可変アンプ 211a, 211b と変調&周波数変換部 213 との間に 2 次以上のフィルタを設けるのが有効であることはいうまでもない。

#### 【0057】

以上の説明では主として本発明者によってなされた発明をその背景となった利用分野である GSM850 と GSM900 と DCS と PCS の 4 つの通信方式による送受信が可能なマルチモードの無線通信システムを構成する変復調用高周波 IC に適用した場合を説明したが、本発明はそれに限定されるものでなく、GSM と DCS の 2 つあるいは GSM と PCS の 2 つの通信方式による送受信が可能なデュアルモードの携帯電話機や移動電話機などの無線通信システムを構成する変復調用高周波 IC あるいは変調用高周波 IC に利用することができる。

#### 【0058】

##### 【発明の効果】

本願において開示される発明のうち代表的なものによって得られる効果を簡単に説明すれば下記のとおりである。

すなわち、本発明に従うと、利得可変増幅回路と変調&周波数変換回路を備え 2 以上の変調モードによる送信が可能な通信用半導体集積回路において、回路間の信号の干渉や利得可変増幅回路のゲイン制御で生じた不要波を減衰させ、歪みの少ない送信信号を出力できるとともに、受信帯や隣接チャネルへの漏れ電力を減少させることができる。

#### 【0059】

また、周波数帯の異なる送信で変調機能および周波数変換機能を有する回路を共用してチップサイズを低減することができ、しかも GSM モードにおいて周波数変換回路の後段の電力増幅回路において振幅歪みが位相歪みに変換されて、送

信信号の精度が低下するのを防止することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 の実施例による G S Mモードと E D G Eモードの 2 つの変調方式による送信が可能な通信用半導体集積回路（高周波 I C）及びそれを用いた無線通信システムの構成例を示すブロック図である。

【図 2】

G S Mの規格で規定されている出力電力の立上げと立下げ時のタイムマスクを示す説明図である。

【図 3】

G M S K変調方式と 8 - P S K変調方式により変調された信号の波形例を示す波形図である。

【図 4】

本発明の第 2 の実施例に係る高周波 I C及びそれを用いた無線通信システムの構成例を示すブロック図である。

【図 5】

本発明の第 3 の実施例に係る高周波 I C及びそれを用いた無線通信システムの構成例を示すブロック図である。

【図 6】

本発明の第 4 の実施例に係る高周波 I C及びそれを用いた無線通信システムの構成例を示すブロック図である。

【図 7】

第 4 の実施例に好適なロウパスフィルタの構成例を示す回路図である。

【図 8】

図 7 のロウパスフィルタの周波数特性を示すグラフである。

【符号の説明】

1 0 0 アンテナ

1 1 0 送受信切替えスイッチ

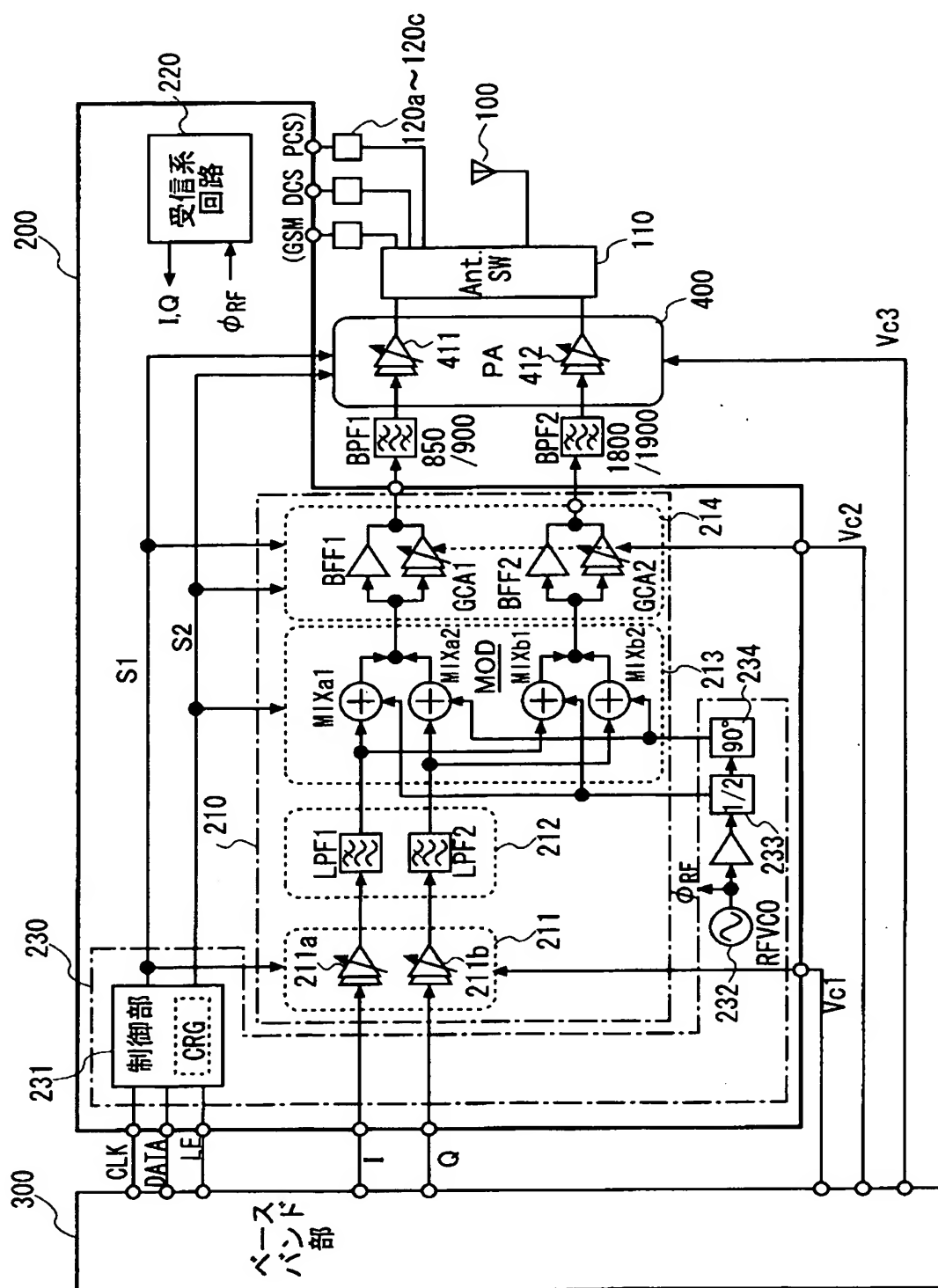
1 2 0 a ～ 1 2 0 c 受信信号用高周波フィルタ

1 3 0 デュプレクサ  
2 0 0 高周波 I C (通信用半導体集積回路)  
2 1 0 送信系回路  
2 1 1 第 1 増幅部  
2 1 1 a , 2 1 1 b 利得可変増幅回路  
2 1 2 フィルタ部  
2 1 3 変調&周波数変換回路  
2 1 4 第 2 増幅部  
2 2 0 制御系回路  
2 3 0 受信系回路  
3 0 0 ベースバンド回路 (信号処理用半導体集積回路)  
4 0 0 電力増幅回路 (高周波電力増幅器)  
L P F 1 , L P F 2 ロウパスフィルタ  
M I X a 1 , M I X a 2 , M I X b 1 , M I X b 2 ミキサ (信号合成回路)  
B F F 1 , B F F 2 リミッタ機能を有する増幅回路  
G C A 1 , G C A 2 利得可変アンプ  
B P F 1 , B P F 2 バンドパスフィルタ

【書類名】

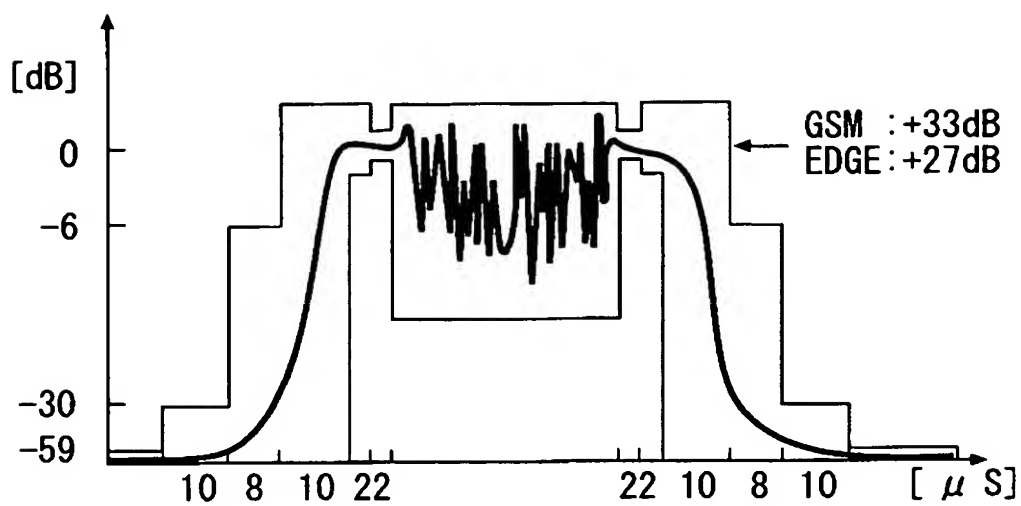
図面

【図 1】

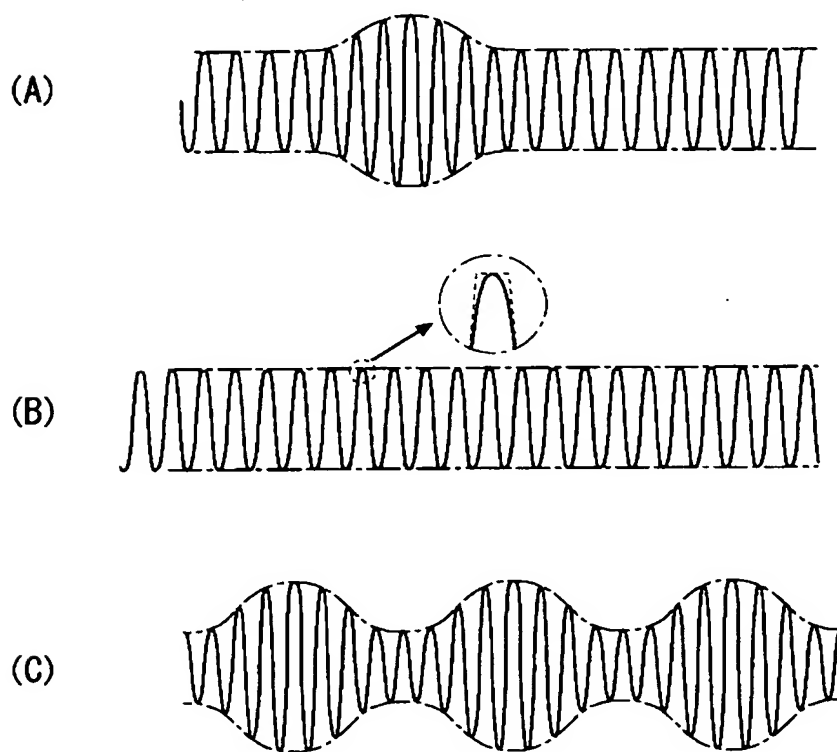




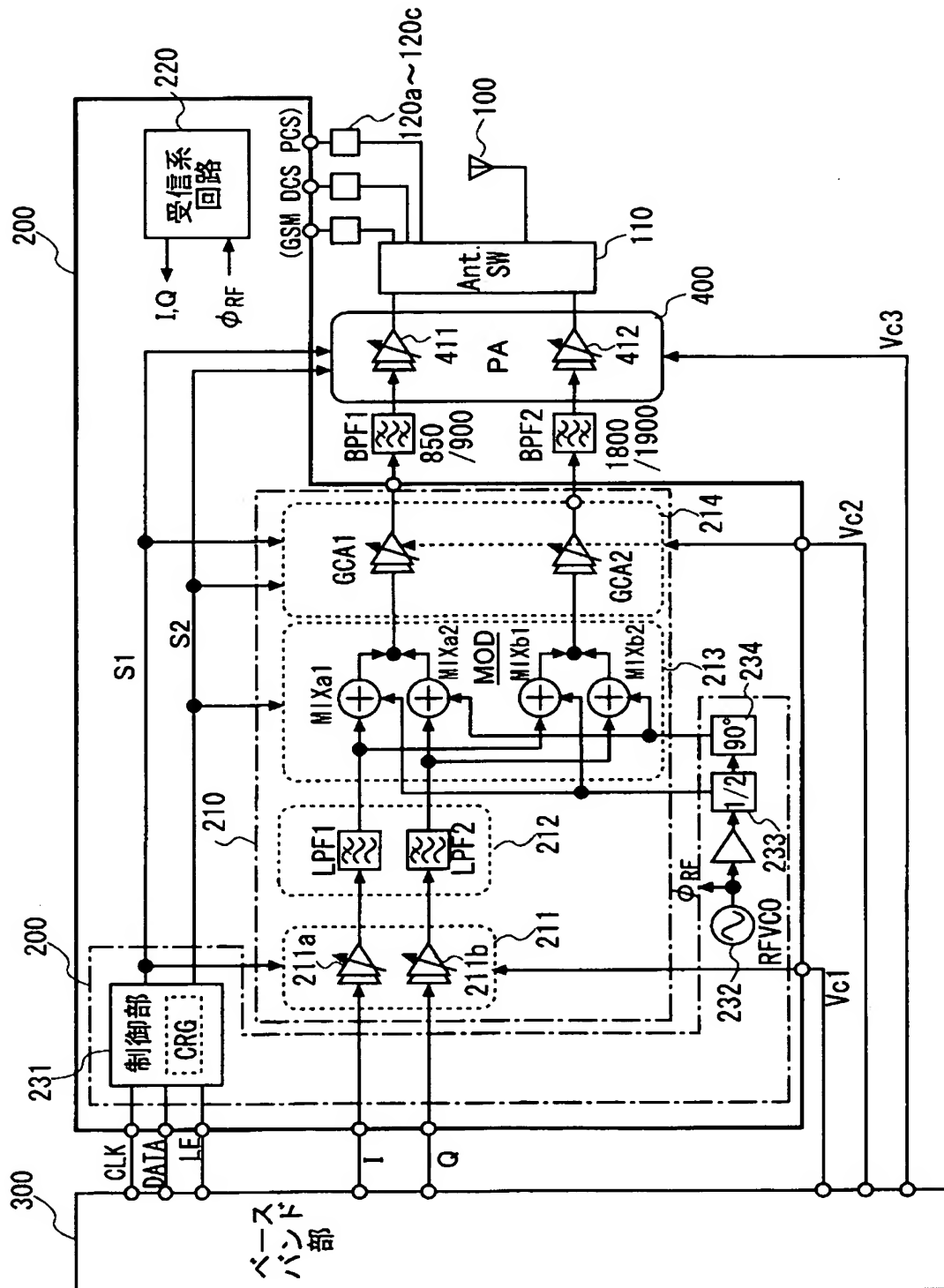
【図 2】



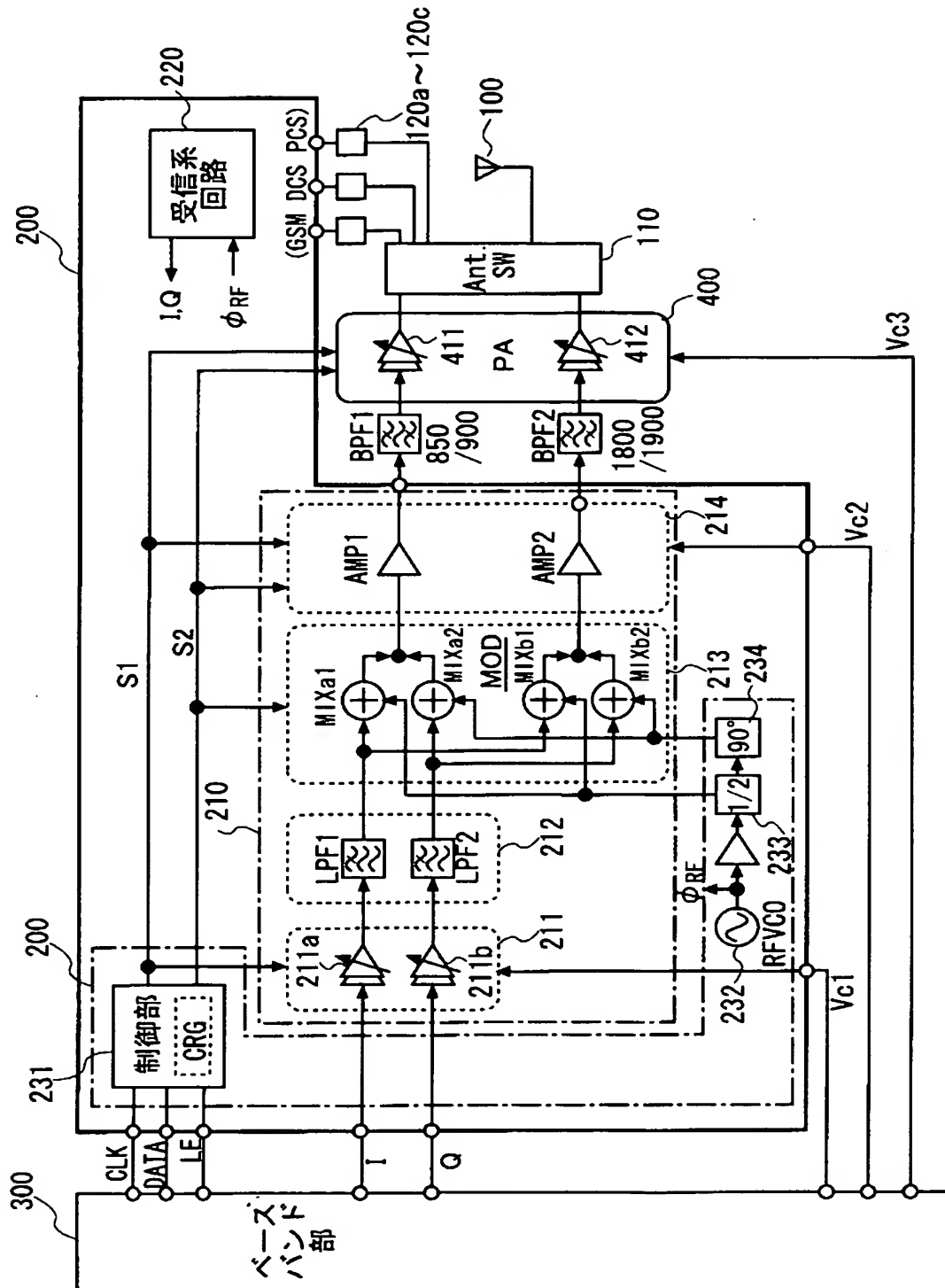
【図 3】



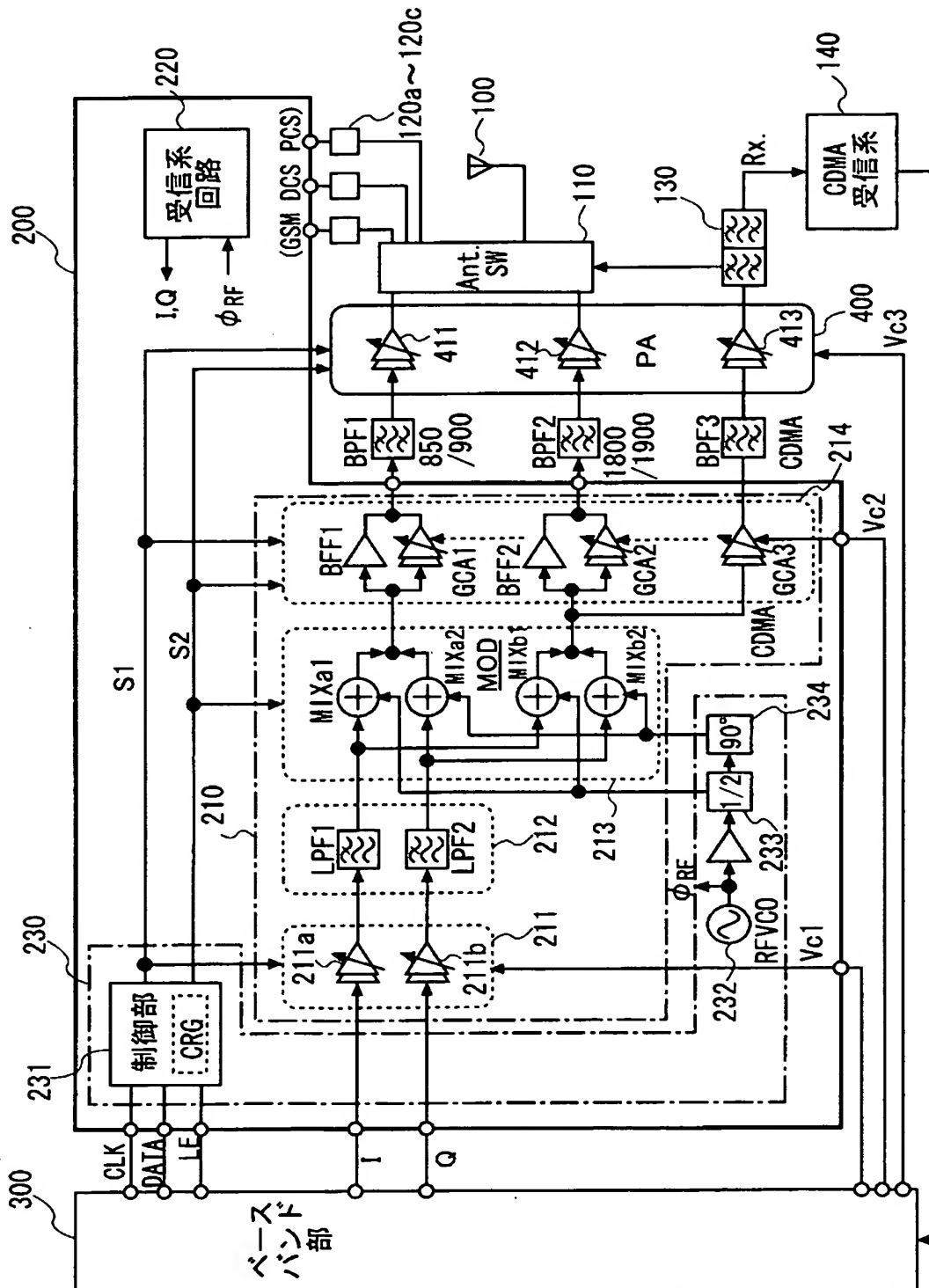
【図 4】



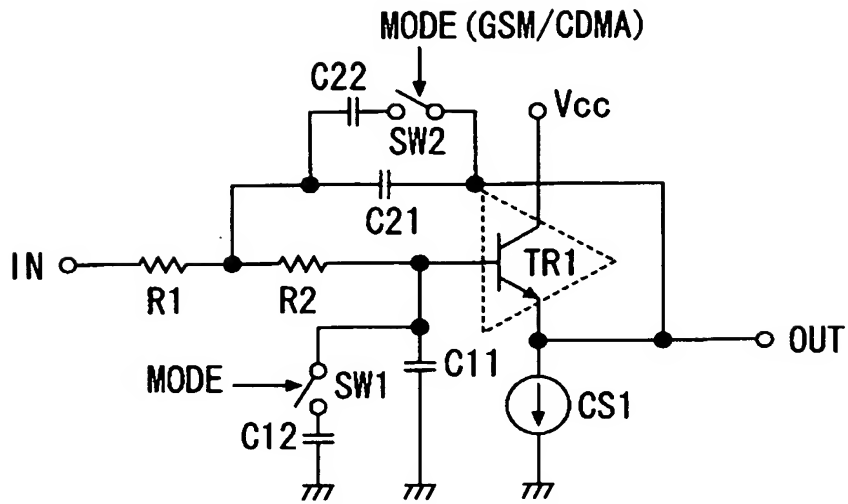
【図 5】



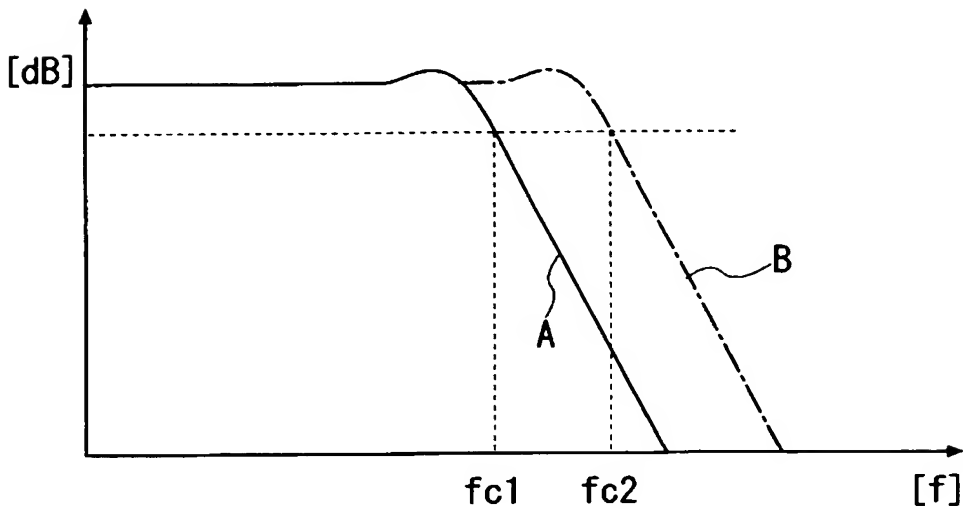
【図 6】



【図 7】



【図 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 2 以上の変調モードによる送信が可能でかつ歪みの少ない送信信号を出力することが可能な通信用半導体集積回路を提供する。

【解決手段】 I 信号およびQ信号を増幅する利得可変増幅回路（2 1 1）と、増幅された I 信号およびQ信号と局部発振信号とを合成して変調および周波数変換を行なうミキサ回路（2 1 3）とを備え、G S MモードとE D G Eモードのような 2 以上の変調方式による送信が可能な通信用半導体集積回路において、上記利得可変増幅回路とミキサ回路との間に、2 次以上のロウパスフィルタ（2 1 2）を介在させるようにした。

【選択図】 図 1

## 認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2003-133875
受付番号	50300784086
書類名	特許願
担当官	第七担当上席 0096
作成日	平成15年 5月14日

## &lt; 認定情報・付加情報 &gt;

【提出日】	平成15年 5月13日
-------	-------------

次頁無

特願 2 0 0 3 - 1 3 3 8 7 5

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[ 5 0 3 1 2 1 1 0 3 ]

1. 変更年月日

2 0 0 3 年 4 月 1 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都千代田区丸の内二丁目 4 番 1 号

氏 名

株式会社ルネサステクノロジ